МЕТОДИ І ЗАСОБИ НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ І ТЕХНІЧНОЇ ДІАГНОСТИКИ

УДК 621.372.543.2

ТЕХНІКА СМУГОВОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ ЧАСТОСТНО-МОДУЛЬОВАНИХ КОЛИВАНЬ БЕЗ СПОТВОРЕНЬ

І.В. Маслов
ІФНТУНГ, 76019, м. Івано-Франківськ, вул. Карпатська, 15, тел. 4-80-00

Для высокодобротной полосовой фильтрации без искажения огибающей частотно-модулированных колебаний предложено двойное преобразование частоты.

For hi-selected strip filtration without distortion bending around it is frequency - modulated fluctuations double transformation of frequency is offered.

При аналізі систем з частотною модуляцією виникає необхідність дослідження проходження ЧМ сигналів через різні лінійні кола. Зокрема, якщо система вміщує смугові фільтри, задача зводиться до визначення реакції частотновибірного кола, що входять до смугового фільтра, на ЧМ сигнал. Загальне рівняння для визначення цієї реакції в операторній формі запису $W(p)=\dfrac{K(p)}{D(p)}$ на ЧМ коливання має вигляд

$$be^{j\theta}\sum_{k=0}^{n} P_k(t)\frac{d^k}{d(j\omega_2)^k}D(j\omega_2)= = ae^{j\phi}\sum_{k=0}^{m} Q_k(t)\frac{d^k}{d(j\omega_1)^k}K(j\omega_1), \quad (1)$$

де^ m і n - степені поліномів $K(p)$ і $D(p)$; a і $\phi=\omega_0 t+\varphi(t)$ - амплітуда і фаза вхідного сигналу; b і $\theta=\omega_0 t+\vartheta(t)$ - амплітуда і фаза вихідного сигналу; $P_k(t)$ і $Q_k(t)$ і відповідні коефіцієнти розкладання функцій $\dfrac{b(t-\tau)}{b(t)}e^{j[\theta(t-\tau)-\theta(t)+\tau\theta'(t)]}$ і $\dfrac{a(t-\tau)}{a(t)}e^{j[\phi(t-\tau)-\phi(t)+\tau\phi'(t)]}$ в ряд Тейлора; ω_1 і ω_2 - миттєві частоти вхідного і вихідного сигналів.

Оператори $D(p)$ і $K(p)$ визначаються рівняннями

$$D(p)=(1-k^2)\frac{p^4}{\omega_p^4}+2d\frac{p^3}{\omega_p^2}+ +(2+d^2)\frac{p^2}{\omega_p^2}+2d\frac{p}{\omega_p}+1;$$

$$K(p)=k\frac{p^2}{\omega_p^2},$$

де: $k=\dfrac{L}{M}$ - коефіцієнт зв"язку ; $d=\dfrac{1}{Q}$ - затухання; ω_p - власна частота кожного частотновибірного кола.

Якщо прийняти $a=1$ і вважати величини d і k малими, то рівняння (1) зводиться до вигляду

$$\left\{\left[\left(1-k^2\right)\left(\frac{\omega_2}{\omega_p}\right)^4-\left(2+d^2\right)\left(\frac{\omega_2}{\omega_p}\right)^2+1+2jd\left(1-\frac{\omega_2^2}{\omega_p^2}\right)\right]b+\right.$$
$$\left.+\left[\frac{4d}{\omega_p}\left(1-\frac{\omega_2^2}{\omega_p^2}\right)+j\frac{4\omega_2}{\omega_p^2}\left(1-\frac{\omega_2^2}{\omega_p^2}\right)\right]b'+\frac{2}{\omega_p^2}\left(1-3\frac{\omega_2^2}{\omega_p^2}\right)b''\vartheta\right\}e^{j\theta}=$$
$$=-k\frac{\omega_1^2}{\omega_p^2}e^{j\phi} \tag{2}$$

Вираз (2) є складним нелінійним рівнянням і його розв’язок в загальному вигляді не може бути знайдений. В той же час можливо дослідити його лінійне наближення, якщо прийняти $b'=b''=0$ за умови малого відхилення амплітуди і частоти вихідного коливання від їх середніх значень $b=b_0$ і $\omega_2=\omega_0$, де ω_0 - частота несучого коливання. Тоді від (2) приходимо до

$$\tau_0^2 x_2'' + \tau_1 x_2' + x_2 = x_1,$$

де:

$$\tau_0^2=\frac{1}{\omega_0^2}\times\frac{d^2}{d^2+k^2},$$
$$\tau_1=\frac{2}{\omega_0}\times\frac{d^2}{d^2+k^2},$$
$$x_1=\varphi',$$
$$x_2=\vartheta',$$

звідки передавальна характеристика фільтра описується рівнянням

$$Y(p)=\frac{1}{\tau_0^2 p^2+\tau_1 p+1}.$$

Якщо записати

$$\omega_1=\omega_0+\Delta\omega_1\sin\Omega t,$$

де Ω - частота модульованого коливання, то відношення девіацій частоти модульованого коливання на виході фільтра відносно входу визначається модулем передавальної функції при $p=j\Omega$

$$\frac{\Delta\omega_2}{\Delta\omega_1}=\left|Y(j\Omega)\right|=\left[\left(1-\tau_0^2\Omega^2\right)^2+\tau_1^2\Omega^2\right]^{-\frac{1}{2}}.$$

На рис. 1 показана залежність передавальної характеристики смугового фільтра від індексу модуляції $\Delta\omega_1/\Omega$ вхідного частотно-модульованого коливання. Бачимо, що проходження огинаючої ЧМ коливання через типову схему смугового фільтра при типових значеннях індексу частотної модуляції $\beta=\frac{\Delta\omega}{\Omega}=4\div8$ для електронних систем [1] має нелінійний характер і приводить до значних спотворень спектра корисного сигналу. Отже, побудова смугових фільтрів систем контролю з частотним розділенням каналів і з частотною модуляцією сигналів на вибірних ланках недоцільна.

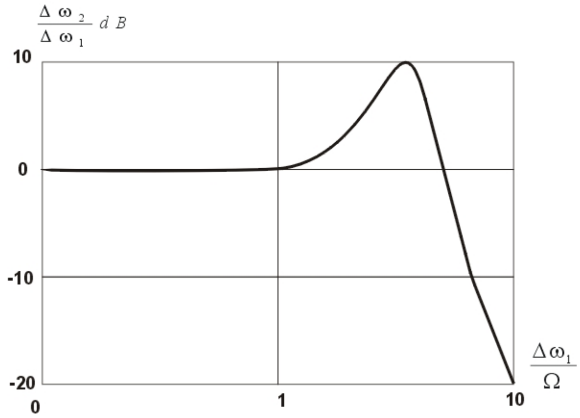

Рисунок 1 - Передавальна характеристика типового смугового фільтра

Часто для покращання завадозахищеності в електронних системах застосовується подвійне перетворення частоти сигналу. До корисних властивостей такої фільтрації сигналів слід віднести можливість незалежного регулювання частотних характеристик помножувачів частоти і центральної частоти смуги пропускання фільтра загалом [2]. Такі фільтри збираються за схемою, що зображена на рис. 2, де $\Pi_1-\Pi_4$ - помножувачі сигналів, Φ_1 і Φ_2 - ідентичні одноланкові пасивні RC ланцюги з постійною часу $\tau=RC$ і комплексним коефіцієнтом передачі $\dot{K}(\omega)$

$$\dot{K}(\omega)=\frac{1}{1+j\omega\tau}, \tag{3}$$

або

$$\dot{K}(\omega)=\frac{j\omega\tau}{1+j\omega\tau}, \tag{4}$$

$\sum$ - суматор сигналів. При наступному фазуванні сигналів

$$F_1(t)=F_4(t)=\sin(\omega_\Gamma t+\varphi_\Gamma), \tag{5}$$
$$F_2(t)=F_3(t)=\cos(\omega_\Gamma t+\varphi_\Gamma).$$

Комплексний коефіцієнт передачі схеми

$$\dot{K}_p=\frac{S_{вих}(\omega)}{S_{вх}(\omega)}=\frac{1}{2}\left[\dot{K}(\omega-\omega_\Gamma)+\dot{K}(\omega+\omega_\Gamma)\right].$$

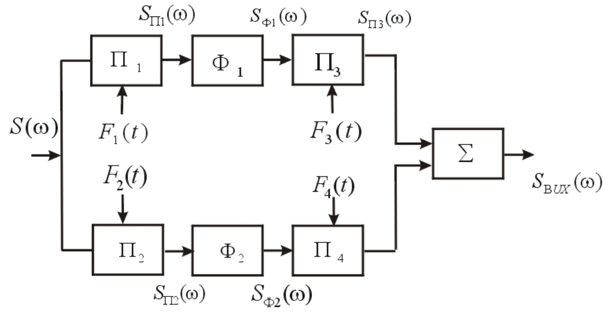

Рисунок 2 - Смуговий фільтр з подвійним перетворенням частоти

При (3)

$$\dot{K}_{p,ФВЧ}(\omega) = \frac{1 + j\omega\tau}{1 - \tau^2(\omega^2 - \omega_Г^2) + 2j\omega t}.$$

Для $\omega = \omega_Г$

$$\dot{K}_{p,ФВЧ}(\omega) = \frac{1 + j\omega\tau}{1 + 2j\omega\tau},$$

$$\varphi = arctg\left(-\frac{\omega\tau}{1 + 2\omega^2\tau^2}\right),$$

а для $\omega_Г = \sqrt{\omega^2 + \frac{1}{\tau^2}}$

$$\dot{K}_{p,ФВЧ} = \frac{1}{2},\ \varphi = 0.$$

Подібний принцип подвійного перетворення частоти сигналу можна з успіхом використати у високодобротних смугових фільтрах.

Поміняємо в умовах (5) фазування напруги $F_4(t)$ на

$$F_4(t) = -\sin(\omega_Г t + \varphi_Г) \quad (6)$$

Тоді на виході $П_1$ і $П_2$ при $\varphi_Г = 0$ і $\varphi_Г = \pi/2$

$$S_{П_1}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty}[f(t)\cos\omega_Г t]e^{-j\omega t}dt = \frac{1}{2}[S(\omega - \omega_Г) + S(\omega + \omega_Г)],$$

$$S_{П_2}(\omega) = \frac{1}{2}j[S(\omega - \omega_Г) - S(\omega + \omega_Г)].$$

Спектри напруг на виході лінійних чотириполюсників $Ф_1$ і $Ф_2$ - $S_{Ф_1}(\omega)$ і $S_{Ф_2}(\omega)$ дорівнюють спектрам на їх вході, помноженим на комплесний коефіцієнт $\dot{K}(\omega)$ їх передачі.

Тоді на виході помножувачів $П_3$ і $П_4$

$$S_{П_3}(\omega) = \frac{1}{4}j\dot{K}(\omega - \omega_Г)[S(\omega - 2\omega_Г) - S(\omega)] + \frac{1}{4}j\dot{K}(\omega + \omega_Г)[S(\omega) - S(\omega + 2\omega_Г)];$$

$$S_{П_4}(\omega) = -\frac{1}{4}j\dot{K}(\omega - \omega_Г)[S(\omega - 2\omega_Г + S(\omega))] + \frac{1}{4}j\dot{K}(\omega + \omega_Г)[S(\omega) + S(\omega + 2\omega_Г)],$$

а на виході суматора

$$S_{вих}(\omega) = \frac{1}{2}jS(\omega)[\dot{K}(\omega + \omega_Г) - \dot{K}(\omega - \omega_Г)],$$

звідки

$$\dot{K}_p(\omega) = \frac{S_{вих}(\omega)}{S_{вх}(\omega)} = \frac{1}{2}j[\dot{K}(\omega + \omega_Г) - \dot{K}(\omega - \omega_Г)]. \quad (7)$$

При підстановці (3) і (4) в (7), отримуємо

$$\dot{K}_{p,СФ}(\omega) = \pm\frac{\tau\omega_Г}{1 - \tau^2(\omega^2 - \omega_Г^2) + 2j\omega\tau}.$$

Знак "плюс" відповідає випадку (3), "мінус" – (4). При $\omega = \omega_Г$

$$\dot{K}_{p,СФ}(\omega) = \frac{\tau\omega_Г}{1 + 2j\omega_Г\tau},$$

$$\varphi = arctg\left(-\frac{\omega\tau}{1 + 2\omega^2\tau^2}\right);$$

При $\omega_Г = \sqrt{\omega^2 - \frac{1}{\tau^2}}$

$$K_{p,СФ}(\omega) = \frac{1}{2},\ \varphi = \pm\pi/2.$$

З проведеного аналізу можна зробити такі висновки:

- у випадку синхронізму вхідної і опорної напруг фільтр створює відповідний зсув сигналу:
- при підстройці центральної частоти смуги пропускання фільтр з подвійним перетворенням частоти має високу добротність і не спотворює огинаючої частотно-модульованого коливання.

Література

1. Картьяну Г. Частотная модуляция. – Бухарест: Меридиане, 1984. – 671 с.
2. Пронин Е.Г., Могуева О.Г. Проектирование бортових информационных систем. – М.: Радио и связь, 1989. – 24- с.